



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10178414 A**(43) Date of publication of application: **30 . 06 . 98**

(51) Int. Cl. **H04J 13/04**  
**H04J 11/00**

(21) Application number: **08339393**(22) Date of filing: **19 . 12 . 96**(71) Applicant: **FUJITSU LTD**

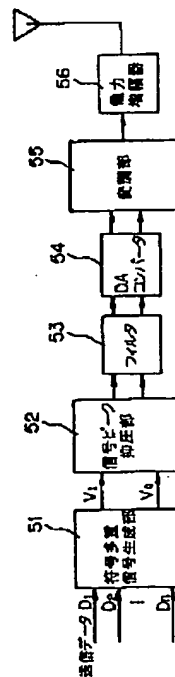
(72) Inventor: **OISHI YASUYUKI**  
**HASE KAZUO**  
**FUKUMASA HIDENOBU**  
**HAMADA HAJIME**  
**ASANO MASAHIKO**

**(54) CODE MULTIPLEX RADIO EQUIPMENT****(57) Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve the efficiency of a power amplifier by reducing an output back off and to suppress spread of a frequency spectrum.

**SOLUTION:** A code multiplex signal generating section 51 of the code multiplex radio equipment that generates a code multiplex signal, amplifies the code multiplex signal and transmits the resulting signal multiplies a proper code series with transmission data to generate the code multiplex signal by synthesizing spread modulation signals, and a signal peak suppression section 52 suppresses an envelope of the code multiplex signal to be a setting level or below. Then a filter 53 is used to limit the frequency band and a narrow band modulation section 55 applies narrow band modulation to the signal and a power amplifier 56 amplifies the signal and the resulting signal is transmitted.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-178414

(43)公開日 平成10年(1998) 6月30日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 J 13/04

11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

11/00

G

A

審査請求 未請求 請求項の数9 OL (全 22 頁)

(21)出願番号

特願平8-339393

(22)出願日

平成8年(1996)12月19日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72)発明者 大石 泰之

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 長谷 和男

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 斉藤 千幹

最終頁に続く

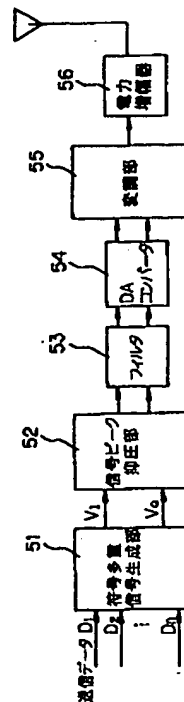
(54)【発明の名称】 符号多重無線装置

(57)【要約】

【課題】 出力バックオフを低減して電力増幅器の効率を改善し、かつ、周波数スペクトラムの拡大を抑える。

【解決手段】 符号多重信号を生成し、該符号多重信号を増幅して送信する符号多重無線装置において、符号多重信号生成部51において各送信データに適当な符号系列を乗算して拡散変調し、各拡散変調信号を合成して符号多重信号を生成し、信号ピーク抑圧部52において符号多重信号のエンベロープを設定レベル以下に抑圧し、フィルタ53で帯域制限し、狭帯域変調部55で狭帯域変調し、電力増幅器56で増幅して送信する。

本発明の原理説明図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 符号多重信号を生成し、該符号多重信号を増幅して送信する符号多重無線装置において、各送信データに拡散符号系列を乗算して拡散変調し、各拡散変調信号を合成して符号多重信号を生成する符号多重生成部、

符号多重信号のエンベロープを設定レベル以下に抑圧する信号ピーク抑圧部、

符号多重信号を増幅してアンテナより送信する電力増幅器を備えたことを特徴とする符号多重無線装置。

【請求項2】 前記信号ピーク抑圧部は、符号多重信号のエンベロープを検出する手段、エンベロープ値と設定レベルを比較し、エンベロープ値が設定レベル以上の場合には、該エンベロープ値を設定レベルにする減衰度を求める手段、

該減衰度を符号多重信号に乘算して出力する手段を備えたことを特徴とする請求項1記載の符号多重無線装置。

【請求項3】 前記信号ピーク抑圧部は、符号多重信号のエンベロープを変数とする関数を記憶する手段、

符号多重信号のエンベロープを検出する手段、エンベロープ値に応じた関数値を符号多重信号に乘算する手段を備えたことを特徴とする請求項2記載の符号多重無線装置。

【請求項4】 前記信号ピーク抑圧部は、符号多重信号のエンベロープを検出する手段、エンベロープ値と設定レベルとの差に応じた符号を発生する手段、

該符号を符号多重信号に加算あるいは減算して符号多重信号のピーク値を抑圧する手段を備えたことを特徴とする請求項1記載の符号多重無線装置。

【請求項5】 符号多重信号を生成し、該符号多重信号を増幅して送信する無線装置において、各送信データに拡散符号系列を乗算して拡散変調し、各拡散変調信号を合成して符号多重信号を生成する符号多重生成部、

符号多重信号の帯域を制限するフィルタ、フィルタ出力をDA変換するDAコンバータ、DAコンバータ出力に狭帯域変調を施す狭帯域変調部、狭帯域変調部出力を増幅してアンテナより送信する電力増幅器、

前記符号多重生成部とフィルタの間に設けられ、符号多重信号のエンベロープを設定レベル以下に抑圧する信号ピーク抑圧部を備えたことを特徴とする符号多重無線装置。

【請求項6】 前記符号多重生成部は、送信データを1ビットづつ交互に振り分けてI成分データとQ成分データに変換する変換手段、

I、Q成分それぞれのデータに拡散符号系列を乗算して拡散変調する拡散変調部、各拡散変調部から出力され

るI成分の拡散変調信号を合成すると共にQ成分の拡散変調信号を合成してI、Q成分よりなる符号多重信号を出力する合成部を備え、

前記信号ピーク抑圧部は、

I、Q成分よりなる符号多重信号のエンベロープを検出する手段、

エンベロープ値と設定レベルを比較し、エンベロープ値が設定レベル以上の場合には、該エンベロープ値を設定レベルにする減衰度を求める手段、

10 該減衰度をI、Q成分の各符号多重信号にそれぞれ乗算して出力する手段を備え、

前記狭帯域変調部はQPSK変調器であることを特徴とする請求項5記載の符号多重無線装置。

【請求項7】 前記符号多重生成部は、送信データを1ビットづつ交互に振り分けてI成分データとQ成分データに変換する変換手段、

I、Q成分それぞれのデータに拡散符号系列を乗算して拡散変調する拡散変調部、各拡散変調部から出力されるI成分の拡散変調信号を合成すると共にQ成分の拡散変調信号を合成してI、Q成分よりなる符号多重信号を出力する合成部を備え、

20 前記信号ピーク抑圧部は、符号多重信号のエンベロープを変数とする関数を記憶する手段、

符号多重信号のエンベロープを検出する手段、エンベロープ値に応じた関数値をI、Q成分の符号多重信号に乘算する手段を備え、

前記狭帯域変調部はQPSK変調器であることを特徴とする請求項5記載の符号多重無線装置。

【請求項8】 前記符号多重生成部は、送信データを1ビットづつ交互に振り分けてI成分データとQ成分データに変換する変換手段、

I、Q成分それぞれのデータに拡散符号系列を乗算して拡散変調する拡散変調部、各拡散変調部から出力されるI成分の拡散変調信号を合成すると共にQ成分の拡散変調信号を合成してI、Q成分よりなる符号多重信号を出力する合成部を備え、

前記信号ピーク抑圧部は、

符号多重信号のエンベロープを検出する手段、エンベロープ値と設定レベルとの差のI、Q成分に応じた符号を発生する手段、

I、Q成分の各符号をI、Q成分の符号多重信号にそれぞれ加算あるいは減算して符号多重信号のピーク値を抑圧する手段を備え、

前記狭帯域変調部はQPSK変調器であることを特徴とする請求項5記載の符号多重無線装置。

【請求項9】 前記フィルタ出力の最大振幅をDAコンバータのフルスケールとすることを特徴とする請求項5または請求項6または請求項7または請求項8記載の符号多重無線装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は符号多重無線装置に係わり、特に、符号多重信号を生成し、該符号多重信号を増幅して送信する符号多重無線装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】次世代のデジタル移動通信方式として、符号分割多元接続(CDMA: Code Division Multiple Access)方式を用いた無線アクセス方式が検討され、実用化されつつある。CDMA方式はスペクトラム拡散通信方式を用いた多元接続方法であり、複数のチャネルあるいはユーザの伝送情報を符号によって多重し、無線回線などの伝送路を通じて伝送する。スペクトラム拡散通信方式は、通常の狭帯域変調方式と異なり、変調された後の信号の帯域幅を狭帯域の帯域幅に比べてはるかに広くさせる変調方式である。スペクトラム拡散通信方式では送受信機上で2段階の変調/復調を行う。

【0003】図20はスペクトラム拡散通信方式における送信機の原理構成図であり、1はPSK変調器等の狭帯域変調器、2は拡散回路、3は電力増幅器、4はアンテナである。狭帯域変調器1及び拡散回路2の位置は入れ替わってもよい。拡散回路2において、2aはPN系列(Pseudorandom Noise)などの±1のレベル値をとる矩形波(図21参照)を出力する拡散符号系列発生器、2bは狭帯域変調器1で変調されたデジタル信号に拡散符号系列を乗算する乗算部である。拡散符号系列の変化速度(矩形波時間幅 $T_c$ )は図21に示すように、それによって変調を受ける狭帯域変調信号のシンボル切替速度(PSK変調信号の1ビット区間幅 $T$ )に比べはるかに早い速度で切り替わるように設定されている。すなわち $T \gg T_c$ となる。この $T$ の時間幅をビット区間(bit duration)、 $T_c$ の時間幅をチップ区間(chip duration)、それぞれの逆数をビット速度、チップ速度という。また、 $T$ と $T_c$ との比すなわち $T/T_c$ を拡散率あるいは拡散比(spreading ratio)という。

【0004】拡散変調信号のスペクトラム分布は図22に示すようにsinc関数形状を示し、メインローブの帯域幅はチップ速度の2倍( $=2/T_c$ )に等しくなり、サイドローブの帯域幅は $1/T_c$ である。拡散変調される前のPSK信号はビット速度 $1/T$ で変調された普通のPSK信号であるから、その占有帯域幅は $2/T$ である。従って、拡散変調信号の占有帯域幅をメインローブの帯域幅( $=2/T_c$ )とすると、拡散変調を施すことにより元のPSK変調信号の帯域幅は $T/T_c$ 倍に拡大され、エネルギーが拡散される。図23は拡散変調により帯域幅が拡大する状況を示す説明図で、NMは狭帯域変調信号、SMは拡散変調信号である。

【0005】図24はスペクトラム拡散通信方式における受信機の原理構成図である。5はアンテナ、6は広帯域のバンドパスフィルタであり、必要周波数帯域の信号

のみを通過し、不要周波数帯域からの混信を防止するもの、7は逆拡散回路、8は狭帯域のバンドパスフィルタ、9はPSK復調器等の検波回路である。逆拡散回路7は送信側の拡散回路2と同一の構成を備えており、7aは送信側と同一の拡散符号系列を出力する拡散符号系列発生器、7bはバンドパス6の出力信号に拡散符号系列を乗算する乗算部である。送られてきた広帯域の受信信号は、送信側の拡散回路と同様の逆拡散回路7を通して元の狭帯域変調信号に戻され、その後、通常の検波回路9を通してベースバンド波形が再生される。逆拡散回路7で狭帯域変調信号が得られる理由は以下の通りである。

【0006】図25に示すように送信側での狭帯域変調波を $a(t)$ 、拡散符号系列を $c(t)$ 、送信波形を $x(t)$ とすると、

$$x(t) = a(t) \cdot c(t)$$

である。伝送途中での減衰や雑音の影響を無視すると受信側には $x(t)$ がそのまま到着する。逆拡散回路7で使用する符号系列は前述のように送信側で拡散変調に用いた符号系列とまったく同一の時間波形を有している。従って、逆拡散回路の出力 $y(t)$ は次式、

$$y(t) = x(t) \cdot c(t) = a(t) \cdot c^2(t)$$

で与えられ、該出力信号 $y(t)$ はバンドパスフィルタ8に入力される。バンドパスフィルタに通すことは積分しているのと同じであり、バンドパス出力は次式

$$\int y(t) dt = a(t) \cdot \int c^2(t)$$

で与えられる。右辺の積分項は時間ずれを0にした時の自己相関値であり1である。従って、バンドパスフィルタ出力は $a(t)$ となり、狭帯域変調信号が得られる。

【0007】CDMAはチャネルあるいはユーザ毎に拡散に用いる符号系列を異ならせて、各チャネルの伝送情報を符号によって多重通信する方法である。図26は2チャネルのCDMAの原理説明図であり、TRは送信機でCH1は第1チャネル、CH2は第2チャネル、CMPは合成部、RV1は第1受信機、RV2は第2受信機である。

【0008】CDMAのキーポイントは、各チャネルが用いる拡散符号系列の「類似性」にある。ほとんど同一の拡散符号系列を各チャネルで使用すると互いに激しい干渉を起こす。互いに生じる干渉の程度を表わす尺度に「相関値」がある。相関値は2つの波形 $a(t)$ と $b(t)$ に対して次の式で定義される。

$$R = \int a(t) \cdot b(t) dt \quad T: \text{周期}$$

ただし積分は $a(t)$ 、 $b(t)$ の1周期について行う。 $a(t)$ と $b(t)$ がまったく同一の波形のときは $R=1$ に、正負が正反対の波形になっているときは $R=-1$ になる。1周期分をならして見たときに $a(t)$ のある時刻の値と $b(t)$ の同時刻の値に何の関係もないときは $R=0$ になる。

【0009】相関値 $R$ がゼロであるような組み合わせの

2つの波形  $c_1(t)$  と  $c_2(t)$  を拡散符号に使うCDMAを組んで第1の受信機RV1に着目すると、この受信機には第1、第2チャネルCH1、CH2からの信号が到来する。第1受信機RV1において、受信信号を符号  $c_1(t)$  で逆拡散すると、逆拡散器のバンドパスフィルタ8<sub>1</sub>から次式

$$\int \{a_1(t)c_1(t)c_1(t) + a_2(t)c_2(t)c_1(t)\} dt$$
で表現される信号が出力される。このうち、

$$\int \{a_2(t)c_2(t)c_1(t)\} dt$$

は、 $c_2(t)$ 、 $c_1(t)$ の相関値が0なので0になる。また、

$$\int c_1(t)c_1(t)dt$$

は時間ずれを0とした自己相関値であるから1である。

従って、第1受信機RV1のローパスフィルタ8<sub>1</sub>の出力は  $a_1(t)$  となり、 $c_2(t)$  を拡散符号系列に使用している方の信号の影響がまったく現れない。同じことは第2の受信機RV2についてもいえ、また同時接続している通信チャネルが増えても変わらない。ただし、すべての組み合わせの拡散符号系列どうして相関値が0である必要がある。

【0010】実際のCDMA系では、上記相関値だけでは互いの影響を測ることができない。なぜならそれぞれの送信者が完全に同じタイミングで（同期をとりながら）電波を発射する（拡散符号系列を発生させる）わけではないからである。従って、単に  $c_1(t)$  と  $c_2(t)$  の相関値を比較するのではなく、 $c_1(t)$  と  $c_2(t)$  とを任意の時間だけずらせた場合について相関値を見る必要がある。以上より、複数のチャネルを扱う基地局装置、あるいは、複数のチャネルを用いて高い伝送レートを実現する移動局には符号多重された信号を生成、増幅、送信する機能が必要である。符号多重は、各符号で拡散された信号の線形な電圧加算によって行い、電圧加算により得られた符号多重信号をチップ整形フィルタにより帯域制限し、ついで、帯域制限された符号多重信号を無線周波数へ変換し、しかる後、電力増幅器により増幅して送信する。

【0011】図27は  $n$  チャネルの送信データを符号多重して伝送するCDMA送信機の従来の構成図である。図中、11<sub>1</sub>～11<sub>n</sub>はそれぞれ第1～第  $n$  チャネルの直列データ  $D_1$ ～ $D_n$  を1ビットづつ交互に振り分けてI成分(In-Phase component)データ  $D_{ij}(j=1, 2, \dots, n)$  とQ成分(Quadrature component)データ  $D_{qj}(j=1, 2, \dots, n)$  の2系列に変換する直列／並列変換部(S/P変換部)、12<sub>1</sub>～12<sub>n</sub>は各2系列のデータ  $D_{ij}$ 、 $D_{qj}$  に拡散符号系列  $C_{ij}$ 、 $C_{qj}$  を乗算する拡散回路、13<sub>i</sub>は各拡散回路12<sub>1</sub>～12<sub>n</sub>から出力されるI成分の拡散変調信号を合成してI成分の符号多重信号  $V_i$  を出力する合成部、13<sub>q</sub>は各拡散回路12<sub>1</sub>～12<sub>n</sub>から出力されるQ成分の拡散変調信号  $V_q$  を合成してQ成分の符号多重信号を出力する合成部、14<sub>i</sub>、14<sub>q</sub>は各符号多重信号

$V_i$ 、 $V_q$ の帯域を制限するチップ整形フィルタ、15

i、15<sub>q</sub>は各フィルタ14<sub>i</sub>、14<sub>q</sub>の出力をDA変換するDAコンバータ、16はI、Q成分の符号多重信号  $V_i$ 、 $V_q$  に直交変調を施して出力する直交変調器、17は直交変調器出力を増幅して図示しないアンテナに入力する電力増幅器である。

【0012】直交変調器16において、16<sub>a</sub>は所定周波数の搬送波  $\cos \omega t$  を出力する搬送波発生部、16<sub>b</sub>は搬送波の位相を90°移相して  $-\sin \omega t$  を出力する90°移相器、16<sub>c</sub>はDAコンバータ15<sub>i</sub>の出力信号に  $\cos \omega t$  を乗算する乗算部、16<sub>d</sub>はDAコンバータ15<sub>i</sub>の出力信号に  $-\sin \omega t$  を乗算する乗算部、16<sub>e</sub>は各乗算器出力を合成する合成部である。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】CDMA方式において、符号多重信号の振幅（図27の合成部13<sub>i</sub>、13<sub>q</sub>の出力）は、多重する情報数（チャネル数）の電圧和となるため、その最大電力  $P_{\max}$  は多重数の二乗に比例する。すなわち、各拡散回路の出力は+1、-1のいずれかであり、 $n$  チャネルのすべての拡散回路から+1が出力されている時の符号多重信号の最大振幅は  $n$  となり、最大電力は  $n^2$  に比例する。一方、平均電力  $P_{\text{mean}}$  は多重数  $n$  に比例する。このため、多重数  $n$  が多い場合における符号多重信号のピークファクタ（ $= P_{\max} / P_{\text{mean}}$ ）は極めて大きくなる。

【0014】無線通信において、通信に使用する周波数帯域は制限される。このため、電力増幅器17（図27）の非線形歪みによる周波数スペクトラムの拡大を低く抑える必要がある。すなわち、周波数スペクトラムの拡大は隣接妨害等の原因になるため、その拡大を低く抑える必要がある。かかる要求から符号多重信号を電力増幅器で増幅する場合、線形領域で動作させる必要があり、大きな出力バックオフを取らなければならない。しかし、出力バックオフを大きくすると電力増幅器の電力効率を著しく劣化させる問題が生じる。一方、十分な出力バックオフをとらなければ、電力増幅器の非線形歪みによってスペクトラムの拡大を生じ、システムの周波数利用効率を低下させる問題が生じる。

【0015】図28は電力増幅器のAM-AM特性（入力パワー／ゲイン特性）、図29は電力増幅器のAM-PM特性（入力パワー／位相特性）の例である。電力増幅器は、入力パワーが小さいうちはゲイン特性、位相特性がフラットでありその入出力特性は線形であり、位相回転もしない。しかし、入力パワーがあるレベル以上になるとゲインが小さくなり始めると共に位相遅れが発生し、各特性は非線形になる。ゲインが1dB下がった出力パワーレベルを1dBコンプレッションレベルといい、該レベルと平均出力電力との差が出力バックオフOBOである。かかる非線形増幅器では、入力信号の平均電力レベルが線形部分に存在していても、出力バックオフO

BOとピークファクタの兼ね合いにより、最大電力レベルあるいはそれに近いレベルの信号は1dBコンプレッションレベルを越えてしまい、歪が発生し、周波数スペクトラムが拡大する。前述のようにCDMA送信機ではピークファクタが非常に大きいため、この問題は深刻である。

【0016】そこで、最大電力レベルの入力信号到来時に1dBコンプレッションレベルを越えないように入力信号の平均電力レベルを下げて出力バックオフOBOを大きくすると、歪が生じず、周波数スペクトラムの拡大もない。しかし、平均電力レベルを下げるということは電力増幅器の電力効率を低下させる。以上より、従来は、入力信号の平均電力レベルを下げて（出力バックオフOBOが大きい）電力増幅器における歪や周波数スペクトラムの拡大を防止すると、電力増幅器の電力効率が低下し、逆に、入力信号の電力平均レベルを上げて（出力バックオフOBOが小さい）電力増幅器の効率を上げると電力増幅器における歪が発生し、周波数スペクトラムが拡大する問題があった。

【0017】また、図27に示すように符号多重信号をデジタル信号処理によって生成する構成ではDAコンバータ15i, 15qが必要である。かかるDAコンバータの量子化ビット数は有限であり、そのフルスケールは符号多重信号の最大値を出力できるように設定される。しかし、CDMA送信機では符号多重信号のピークファクタが非常に大きいため、発生頻度の高い平均電力周辺の信号に対する有効ビット数が減少し、量子化ノイズが大きくなる。この量子化による劣化は、例えばスペクトラム特性のノイズフロアなどを劣化させ、隣接妨害の原因になる。

【0018】以上から、本発明の目的は出力バックオフOBOを低減して電力増幅器の効率を改善でき、しかも、周波数スペクトラムの拡大を抑えることができる符号多重無線装置を提供することである。本発明の別の目的は、発生頻度の高い平均電力周辺の信号に対する有効ビット数を多くできる符号多重無線装置を提供することである。

#### 【0019】

【課題を解決するための手段】図1は本発明の原理説明図である。51は各送信データ $D_1 \sim D_n$ にそれぞれ拡散符号系列を乗算して拡散変調し、各拡散変調信号を合成して符号多重信号を生成する符号多重信号生成部、52は符号多重信号のエンベロープを設定レベル以下に抑圧する信号ピーク抑圧部、53は符号多重信号の帯域を制限するフィルタ、54はフィルタ出力をDA変換するDAコンバータ、55はDAコンバータ出力に変調を施す変調部で例えばQPSK直交変調器、56は変調部出力を増幅してアンテナより送信する電力増幅器である。

【0020】符号多重信号生成部51は、各送信データをそれぞれ1ビットずつ交互に振り分けてI成分データ

とQ成分データに変換する変換手段、I, Q成分それぞれのデータに拡散符号系列を乗算して拡散変調する拡散回路、各拡散回路から出力されるI成分の拡散変調信号を合成すると共にQ成分の拡散変調信号を合成してI, Q成分よりなる符号多重信号 $V_i, V_q$ を出力する合成部を有している。信号ピーク抑圧部52は、符号多重信号のエンベロープを検出し、エンベロープ値と設定レベルを比較し、エンベロープ値が設定レベル以上の場合には、該エンベロープ値を設定レベルにする減衰度を求め、該減衰度を符号多重信号 $V_i, V_q$ に乘算することにより、ピーク値を抑圧する。あるいは、信号ピーク抑圧部52は、符号多重信号のエンベロープを変数とする関数（ゲイン）を記憶し、符号多重信号のエンベロープを検出し、該エンベロープ値に応じた関数値（ゲイン）を符号多重信号 $V_i, V_q$ に乘算することにより、ピーク値を抑圧する。あるいは、信号ピーク抑圧部52は、エンベロープと設定レベルとの差に応じた符号を発生し、該符号を符号多重信号 $V_i, V_q$ に加算あるいは減算して符号多重信号のピーク値を抑圧する。

【0021】符号多重信号のピーク値を抑圧することによりピークファクタを小さくでき、この結果、出力バックオフOBOが小さくても出力信号の最大電力レベルが1dBコンプレッションレベルを越えないようにできる。すなわち、電力増幅器の効率を改善でき、しかも、歪の発生、周波数スペクトラムの拡大を防止できる。また、フィルタ53の最大出力振幅をDAコンバータ54のフルスケールとする。このようにしても、ピークファクタが小さいため、発生頻度の高い平均電力周辺の信号に対する有効ビット数を多くでき出力スペクトラムのノイズフロアを低減でき、また、DAコンバータの所要ビット数を削減できる。

#### 【0022】

##### 【発明の実施の形態】

##### (A) 第1実施例

図1は本発明の第1実施例に係わる符号多重送信機の構成図であり、QPSK拡散変調に適用した場合の実施例である。図中、51は各チャンネルの送信データ $D_1 \sim D_n$ に拡散符号系列を乗算して拡散変調し、各拡散変調信号を合成して符号多重信号 $V_i, V_q$ を生成する符号多重信号生成部、52は符号多重信号のエンベロープを設定レベル以下に抑圧する信号ピーク抑圧部、53は符号多重信号の帯域を制限するフィルタ部、54はフィルタ出力をDA変換するDAコンバータ部、55はDAコンバータ出力を直交変調する直交変調器(WMOD)、56は直交変調器出力を増幅してアンテナより送信する電力増幅器である。

【0023】符号多重信号生成部51はチャンネル毎に設けられた直列/並列変換器(S/P変換器)61<sub>i</sub>~61<sub>n</sub>と拡散回路71<sub>i</sub>~71<sub>n</sub>と、各拡散回路71<sub>i</sub>~71<sub>n</sub>から出力されるI成分、Q成分の拡散変調信号をそれ

10

20

30

40

50

ぞれ合成する合成部81i, 81qを有している。S/P変換器61<sub>1</sub>~61nはそれぞれ送信データD1~Dnを1ビットずつ交互に振り分けてI(In Phase component)成分データDij(j=1, 2, ..., n)とQ(Quadrature component)成分データDqj(j=1, 2, ..., n)の2系列に変換して対応する拡散回路71<sub>1</sub>~71nに入力する。各拡散回路71<sub>1</sub>~71nは符号系列Cij, Cqjを発生する拡散符号系列発生部(図示せず)と、データDij, Dqjに符号系列Cij, Cqjをそれぞれ乗算して拡散変調信号を出力する乗算器MLを有している。合成部81iは各拡散回路71<sub>1</sub>~71nから出力されるI成分の拡散変調信号Dij・Cij(j=1, 2, ..., n)を加算してI成分の符号多重信号V<sub>i</sub>(=ΣDij・Cij(j=1, 2, ..., n))を出力する。合成部81qは各拡散回路71<sub>1</sub>~71nから出力されるQ成分の拡散変調信号Dqj・Cqj(j=1, 2, ..., n)を加算してQ成分の符号多重信号V<sub>q</sub>(=ΣDqj・Cqj(j=1, 2, ..., n))を出力する。

【0024】信号ピーク抑圧部52は、符号多重信号のエンベロープを設定レベル以下に抑圧する減衰度αを決定する減衰度決定部52aと、減衰度αをI成分の符号多重信号V<sub>i</sub>とQ成分の符号多重信号V<sub>q</sub>にそれぞれ乗算する乗算器(アッテネータ)52b, 52cを有している。減衰度決定部52aは図3に示すようにI成分の符号多重信号V<sub>i</sub>とQ成分の符号多重信号V<sub>q</sub>より符号多重信号のエンベロープを検出するエンベロープ検出部52a-1と、エンベロープ値|V|と設定レベルV<sub>m</sub>の大小を比較する比較部52a-2と、エンベロープ値|V|が設定レベルV<sub>m</sub>以上の場合には、該エンベロープ値を設定レベルにする減衰度αを次式

$$\alpha = V_m / |V| \quad (1)$$

により算出する減衰度算出部52a-3を有している。尚、エンベロープ値が設定レベルV<sub>m</sub>以下の場合にはα=1とする。

【0025】図4に示すようにI-Q直交座標系を考えると、符号多重信号のエンベロープVはI軸成分がV<sub>i</sub>、Q軸成分がV<sub>q</sub>となるベクトルである。V<sub>i</sub>, V<sub>q</sub>はそれぞれn個の拡散変調信号(瞬時値は+1または-1)を加算して得られるものであるため-n~+nの値を取り、エンベロープVは変化し、設定レベルV<sub>m</sub>より大きくなったり、小さくなったりする。エンベロープ検出部52a-1は次式|V|=√(V<sub>i</sub><sup>2</sup>+V<sub>q</sub><sup>2</sup>)あるいは

$$|V|^2 = V_i^2 + V_q^2 \text{によりエンベロープ値}|V|$$

を算出し、比較部52a-2はエンベロープ値|V|と設定レベルV<sub>m</sub>の大小を比較して比較結果を減衰度算出部52a-3に入力する。減衰度算出部52a-3はエンベロープ値|V|が設定レベルV<sub>m</sub>以下の場合にはピーク抑圧する必要がないから減衰度α=1を出力し、エンベロープ値|V|が設定レベルV<sub>m</sub>以上の場合には(1)式により減衰度αを演算して乗算部52b, 52c(図2)に入力する。乗算部52b, 52cはそれぞれI軸成分V<sub>i</sub>、Q

軸成分V<sub>q</sub>に減衰度αを乗算し、乗算結果αV<sub>i</sub>, αV<sub>q</sub>を出力する。この結果、|V|>V<sub>m</sub>の場合にはエンベロープは図4に示すように設定レベルV<sub>m</sub>に等しくなり(クリッピング)符号多重信号のピークが抑圧される。なお、V≤V<sub>m</sub>の場合にはI軸成分V<sub>i</sub>、Q軸成分V<sub>q</sub>は抑圧されずそのまま出力される。

【0026】フィルタ部53はデジタルフィルタで構成されたチップ整形フィルタ53i, 53qを備え、それぞれにより符号多重信号のI, Q成分の帯域を制限する。符号多重信号のスペクトラム分布は図5(a)の実線SPCで示すようにsinc曲線形状を有し、I/Tc以上の帯域は不要である。そこで、点線Aで示す周波数特性を有するフィルタにより帯域制限する。尚、Bは理想フィルタの周波数特性である。ところで、無線においては、送信機、受信機それぞれに設けたフィルタの合成特性が図5(a)の点線Aになるようにする必要がある。そこで、チップ整形フィルタ53i, 53qにはそれぞれ、図5(b)に示すルートロールオフ特性Cを設定し、送受信器の合成フィルタ特性が図5(a)あるいは図5(c)に示す特性Aになるように配分する方法が一般的である。DAコンバータ部54は符号多重信号のI, Q成分に応じてそれぞれDAコンバータ54i, 54qを備え、各チップ整形フィルタ出力をアナログに変換して直交変調器55に入力する。各DAコンバータ54i, 54qのフルスケールはチップ整形フィルタ53i, 53qの最大振幅値となるように設定されている。

【0027】直交変調器55は図27に示したものと同一の構成を有している。電力増幅器56は非線形アンプであり、例えば図28、図29に示す特性を有するものである。以上のように、信号ピーク抑圧部52において符号多重信号のピーク値を抑圧することにより、ピークファクタを小さくできる。この結果、出力バックオフOBOが小さくても信号の最大電力レベルが1dBコンプレッションレベルを越えないようにできる。すなわち、入力信号の平均電力レベルを大きくしても出力信号の最大電力レベルが1dBコンプレッションレベルを越えないようにでき、電力増幅器の効率を改善でき、しかも、歪の発生、周波数スペクトラムの拡大を防止できる。また、チップ整形フィルタ53i, 53qの最大出力振幅をDAコンバータ54i, 54qのフルスケールとしても、ピークファクタが小さいため、発生頻度の高い平均電力周辺の信号に対する有効ビット数を多くでき、出力スペクトラムのノイズフロアを低減でき、また、DAコンバータの所要ビット数を削減できる。

【0028】(B)第2実施例

図6は本発明の第2実施例に係わる符号多重送信機の構成図であり、図2の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。図2の第1実施例と異なる点は信号ピーク抑圧部52の構成である。第2実施例における信号ピーク抑圧部52は、符号多重信号のエンベロープVに応

10

20

30

40

50

じた関数値(ゲイン $g$ )を発生する関数発生部52dと、ゲイン $g$ をI成分の符号多重信号 $V_i$ とQ成分の符号多重信号 $V_q$ にそれぞれ乗算する乗算器52e、52fを有している。関数発生部52dは図7の実線Aで示すゲイン関数を発生するものである。このゲイン関数は、エンベロープ値 $|V|$ が設定レベル $V_m$ より大きいときに該ゲイン関数より得られるゲイン $g$ とエンベロープ値 $|V|$ を乗算した値 $g \cdot |V|$ が設定レベル $V_m$ と等しくなるように、あるいは $V_m$ 以下となるように決定されている。

【0029】図8は関数発生器52dの構成図であり、52d-1は関数記憶部で、図7に示す関数得られるようにエンベロープ値 $|V|$ とゲイン $g$ の対応関係が離散的に記憶されている。52d-2はエンベロープレベル検出部であり、次式 $|V| = \sqrt{(V_i^2 + V_q^2)}$  または  $|V|^2 = (V_i^2 + V_q^2)$  によりエンベロープ値 $|V|$ を算出する。52d-3はゲイン算出部であり、エンベロープレベル検出部で算出されたエンベロープ値 $|V|$ に応じたゲイン $g$ を関数記憶部52d-1に記憶されている関数より求めて出力するものである。尚、関数は離散的に記憶されているため、補間演算によりエンベロープ値 $|V|$ に応じたゲイン $g$ を算出して乗算部52e、52f(図6)に入力する。乗算部52e、52fはそれぞれI軸成分 $V_i$ 、Q軸成分 $V_q$ にゲイン $g$ を乗算し、乗算結果 $g \cdot V_i$ 、 $g \cdot V_q$ を出力する。

【0030】前述のように、 $g \cdot |V|$ が設定レベル $V_m$ と等しくなるように、あるいは $V_m$ 以下となるように決められているから、信号ピーク抑圧部52により符号多重信号のピークが抑圧される。なお、 $|V| \leq V_m$ の場合にはI軸成分 $V_i$ 、Q軸成分 $V_q$ はほとんど抑圧されずほぼそのまま出力される。従って、第1実施例と同様にピークファクタを小さくでき、この結果、出力バックオフOBOが小さくても出力信号の最大電力レベルが1dBコンプレッションレベルを越えないようにできる。すなわち、入力信号の平均電力レベルを大きくしても出力信号の最大電力レベルが1dBコンプレッションレベルを越えないようにでき、電力増幅器の効率を改善でき、しかも、歪の発生、周波数スペクトラムの拡大を防止できる。また、チップ整形フィルタ53i、53qの最大出力振幅をDAコンバータ54i、54qのフルスケールとしても、ピークファクタが小さいため、発生頻度の高い平均電力周辺の信号に対する有効ビット数を多くでき、出力スペクトラムのノイズフロアを低減でき、また、DAコンバータの所要ビット数を削減できる。以上では、図7の実線Aで示すゲイン関数を発生した場合であるが、点線Bで示すゲイン関数を発生するように構成することもできる。

#### 【0031】(C) 第3実施例

図9は本発明の第3実施例に係わる符号多重送信機の構成図であり、図2の第1実施例と同一部分には同一符号

を付している。図2の第1実施例と異なる点は信号ピーク抑圧部52の構成である。第3実施例における信号ピーク抑圧部52は、符号多重信号のエンベロープ $V$ が設定レベル $V_m$ より大きい時、エンベロープを抑圧して $V_m$ にするものであり、エンベロープ値 $|V|$ と設定レベル $V_m$ との差に応じた符号 $C_i$ 、 $C_q$ を発生する符号発生部52gと、I成分の符号多重信号 $V_i$ 、Q成分の符号多重信号 $V_q$ より符号 $C_i$ 、 $C_q$ をそれぞれ減算する演算部52h、52iを有している。

10 【0032】図10は符号発生部52gの構成図であり、I成分の符号多重信号 $V_i$ とQ成分の符号多重信号 $V_q$ より符号多重信号のエンベロープを検出するエンベロープ検出部52g-1と、エンベロープ値 $|V|$ と設定レベル $V_m$ の大小を比較する比較部52g-2と、 $\cos \phi / \sin \phi$ 演算部52g-3と、エンベロープ値 $|V|$ が設定レベル $V_m$ より大きいとき、 $V$ と $V_m$ の各軸成分の差を演算する振幅制限値演算部52g-4と、各軸成分の符号 $C_i$ 、 $C_q$ を発生する符号化部52g-5、52g-6を備えている。

20 【0033】図11に示すようにI-Q複素平面を考えると、符号多重信号のエンベロープ $V$ はI軸成分が $V_i$ 、Q軸成分が $V_q$ となるベクトルである。 $V_i$ 、 $V_q$ はそれぞれ $n$ 個の拡散変調信号(瞬時値は+1または-1)を加算して得られるものであるため $-n \sim +n$ の値を取り、エンベロープ $V$ は変化し、エンベロープ値 $|V|$ は設定レベル $V_m$ より大きくなったり、小さくなったりする。エンベロープ検出部52g-1は次式 $|V| = \sqrt{(V_i^2 + V_q^2)}$  または  $|V|^2 = (V_i^2 + V_q^2)$  によりエンベロープ値 $|V|$ を算出し、比較部52g-2はエンベロープ値 $|V|$ と設定レベル $V_m$ の大小を比較して比較結果を振幅制限値演算部52g-4に入力する。 $\cos \phi / \sin \phi$ 演算部52g-3はベクトル $V$ の方向を $\phi$ として $V_i$ 、 $V_q$ より $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ を演算して振幅制限値演算部52g-4に入力する。振幅制限値演算部52g-4はベクトル $V$ と、該ベクトルと同一方向で大きさ $V_m$ を有するベクトル $V_r$ との差ベクトルの各軸成分 $D_i$ 、 $D_q$ を次式

$$D_i = (|V| - V_m) \cos \phi = V_i - V_m \cos \phi$$

$$D_q = (|V| - V_m) \sin \phi = V_q - V_m \sin \phi$$

を演算して出力し、符号化部52g-5、52g-6は $D_i$ 、 $D_q$ を $V_i$ 、 $V_q$ と同一体系の符号 $C_i$ 、 $C_q$ に符号化して出力する。なお、振幅制限値演算部52g-4は $|V| \leq V_m$ の場合には $D_i$ 、 $D_q$ を0にする。

30 【0034】演算部52hは符号多重信号のI軸成分 $V_i$ より $C_i$ ( $=D_i$ )を減算し、演算部52iは符号多重信号のQ軸成分 $V_q$ より $C_q$ ( $=D_q$ )を減算し、それぞれ出力する。この結果、 $|V| > V_m$ の場合にはエンベロープ値は $V_m$ と等しくなり(クリッピング)、符号多重信号のピークが抑圧される。なお、 $|V| \leq V_m$ の場合にはI軸成分 $V_i$ 、Q軸成分 $V_q$ は抑圧されずそのまま出力される。以上より、第1実施例と同様にピークファクタを小さくでき、第1実施例と同一の効果を奏するこ



とができる。

【0035】(D) 本発明のピーク抑圧効果の検討  
以上のように本発明によれば、スペクトラムの拡大なしにピークを抑圧することが可能となる。

(a) ピークファクタの抑圧効果

図12は符号多重信号のエンベロープの確率密度を示す説明図であり、拡散率PG=6.4倍、符号長64チップの直交Gold符号を用いて50コード(50チャンネルあるいは50ユーザ)を多重した場合のエンベロープの確率密度関数(PDF)を示している。Aはレイリー分布の論理値、Bは設定レベル $V_{th}$ (以後クリッピングレベル $V_{clip}$ という)が1.0Vの場合における本発明による確率密度、Cはピークを抑圧しない従来の確率密度である。クリッピングレベル $V_{clip}$ は1コード時のQPSK信号点の振幅(エンベロープ値)を1.0(V)として表示している。

【0036】本発明による確率密度PDFはレイリー分布にほぼ一致し、また、ピーク抑圧制御によりピークPKが低減していることがわかる。尚、エンベロープ値としてチップ整形フィルタ53i, 53qの出力を採用しているため、フィルタレスポンスの影響でピーク値は10(V)以上になっているがフィルタ前ではピーク値はクリッピング値10(V)になる。図13は本発明によるピークファクタの抑圧効果を示すためのクリッピングレベル/ピークファクタ特性図であり、3コード(チャンネル数3あるいはユーザ数3)の場合である。横軸にクリッピングレベル $V_{clip}$ を、縦軸にピークファクタ $F_{pk}$ をとり、クリッピングレベルに対するピークファクタの変化を示している。本発明によるピークファクタ低減量は、クリッピングしない状態(クリッピングレベル $V_{clip}=3V$ )に比較して $V_{clip}=2.5$ で1.1dB、 $V_{clip}=2.0$ で1.3dB、ピークファクタが小さくなっている。

【0037】(b) 隣接チャネル漏洩電力特性の改善

図14は非線形アンプを用いてコード多重した信号を増幅した場合の出力電力スペクトラム特性であり、A, B, C, Dはそれぞれ出力バックオフOBOが4dB, 6dB, 8dB, 10dBの場合である。出力バックオフOBOが大きくなるほどサイドローブSLが小さくなり、隣接チャネルへの漏洩電力が小さくなる。図14では本発明によりピークを抑圧をした場合の出力電力スペクトラム特性を示していないが、ピーク抑圧することによりピークファクタを小さくでき、このため、入力信号の平均電力を大きくして出力バックオフOBOを小さくできる。この結果、本発明によれば、サイドローブを小さくでき、隣接チャネルへの漏洩電力を小さくできる。

【0038】NLはノイズフロアである。DAコンバータ54i, 54qのビット数をnとすると、ノイズフロアレベル $L_{nf}$ は $20 \cdot \log 2^n$ で与えられる。本発明によれば、ピークファクタが小さくなるため、DAコンバータにおいて平均電力レベルを表現する有効ビット数を増や

すことができる。この結果、ノイズフロアレベル $L_{nf}$ が大きくなり、隣接チャネルへの漏洩電力を小さくできる。

【0039】図15は3コード多重時における隣接チャネル漏洩電力特性図であり、Aはクリッピングしない場合(クリッピングレベル $V_{clip}=3V$ )、Bはクリッピングレベル $V_{clip}=2.5V$ の場合、Cはクリッピングレベル $V_{clip}=2.0V$ の場合である。横軸に出力バックオフOBOを、縦軸にD/U(dB)をとっている。D/Uはメインロープのパワー(Desired Power)と隣接チャネルに漏洩したパワー(Undesired Power)の比であり、大きいほど特性が良い。クリッピングレベル $V_{clip}$ は1コード時のQPSK信号点の振幅(エンベロープ)を1.0として表示している。図より、出力バックオフOBOが大きくなるほどD/Uが大きくなり、また、クリッピングレベル $V_{clip}$ が小さくなるほどD/Uが大きくなるのがわかる。D/U=45dBで評価した場合、 $V_{clip}=2.5(V)$ とすることにより、出力バックオフを7.4dBから6.5dBへと、0.9dB低減することが可能となり、これにより電力増幅器の効率を改善することができる。

【0040】図16はクリッピングレベル/隣接漏洩電力特性図であり、出力バックオフOBOをパラメータにし、横軸にクリッピングレベル $V_{clip}$ を、縦軸にD/U(dB)をとったもので、A, B, C, Dはそれぞれ出力バックオフOBOが4dB, 6dB, 8dB, 10dBの場合である。図16は図15と同様に漏洩電力特性を示すものであり、図15はクリッピングレベル $V_{clip}$ をパラメータにしたもの、図16は出力バックオフOBOをパラメータにしたものである。この図からも出力バックオフOBOが大きくなるほどD/Uが大きくなり、また、クリッピングレベル $V_{clip}$ が小さくなるほどD/Uが大きくなるのがわかる。例えば、出力バックオフを6dBとした場合、 $V_{clip}=3.0(V)$ (クリップなし)から $V_{clip}=2.5(V)$ にするとD/Uを3dB改善できることがわかる。

【0041】(c) 変調精度特性

ピーク抑圧により変調精度と誤り率特性の劣化が予想されるが、実際には問題がないことが以下で示される。

図17は3コード多重の場合におけるクリッピングレベル/変調精度特性図であり、A, B, C, Dはそれぞれ出力バックオフOBOが4dB, 6dB, 8dB, 10dBの場合である。変調精度は図18に示すように理想受信信号点 $P_i$ から実際の受信信号点 $P_r$ までのベクトル誤差 $V_e$ の平均値(root mean square)として定義される。すなわち、N回の測定で得られたベクトル誤差を $V_{ei}$ ( $i=1 \sim N$ )とすると変調精度 $\eta$ は次式

$$\eta = (\sqrt{\sum |V_{ei}|^2}) \times 100 / N (\%)$$

で与えられる。

【0042】変調精度を10%まで許容した場合、 $V_{clip}=2.5(V)$ までのクリッピングが可能である。アンプの非線形歪みに対しては、 $V_{clip}=2.5(V)$ とすると出力パッ

クオフOBO=4dBで最大2%程度の劣化が生じる。OBO=4dBの時、クリップなし( $V_{clip}=3.0(V)$ )の場合に変調精度が5%以下にならない原因は、本検討においてチップ整形に用いたFIRフィルタの特性が、有限タップ長により理想ルートロールオフ特性となっていないためである。以上より、ピーク抑圧により変調精度は劣化する。しかし、変調精度を10%まで許容するとすれば3コード多重の場合に2.5(V)までのクリッピングが可能になりピークを抑圧することができ、ピーク抑圧により前述の効果を奏することができる。

#### 【0043】(d) 誤り率特性

図19は3コード多重の場合におけるクリッピングレベルビット誤り率特性図であり、横軸にクリッピングレベル $V_{clip}$ を、縦軸にビットエラー率BERを取っている。図19の特性は、絶対同期検波の静特性において $BE R=10^{-3}$ を与える $E_b/N_0=6.8dB$ として評価したものである。 $E_b$ は拡散前の情報1ビットのエネルギー、 $N_0$ は1Hz当りの熱雑音であり、 $E_b/N_0$ はS/N比と同等のものである。また、Aは線形理想アンプの特性、Bは出力バックオフOBO=6dBの場合の特性である。

【0044】この図からわかるように、拡散率PG=16、3コード多重の場合には $V_{clip}=1.5(V)$ 程度まで誤り率特性に大きな劣化は見られない。これはクリッピングによる平均電力の低下を補正することにより、等価的に1コード当りの伝送電力が増加して干渉による劣化を補うためであると考えられ、すなわち、平均パワーが一定になるように入力符号のレベルを制御しているため、符号多重信号の所定チップのピークが抑圧された分、他のチップのパワーが大きくなる。ピーク抑圧されたチップの精度は劣化するが、他のチップの精度が向上し、互いに相殺して誤り率が悪くならないと考えられる。以上本発明を符号多重送信機に適用した場合について説明したが、移動無線における複数のチャネルを扱う基地局装置や複数のチャネルを用いて高い伝送レートを実現する移動局、その他の無線装置に適用できるものである。以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

#### 【0045】

【発明の効果】以上本発明によれば、符号多重信号のピークを抑圧してピークファクタを小さくするようにしたから、出力バックオフOBOが小さくても出力信号の最大電力レベルが1dBコンプレッションレベルを越えないようにでき、電力増幅器の効率を改善でき、しかも、歪の発生、周波数スペクトラムの拡大を防止できる。すなわち、本発明によれば、符号多重信号のピークを抑制してピークファクタを低減するようにしたから、所定の隣接チャネル漏洩電力特性を得るための電力増幅器に対する出力バックオフを低減することができ、電力増幅器の効率を改善することができる。

【0046】また、本発明によれば、符号多重信号をデジタル信号処理によって生成する場合、符号多重信号のピークを抑制してピークファクタを低減するようにしたから、D/Aコンバータの量子化ビット数を有効に使うことが可能になり、出力スペクトラムのノイズフロアを低減でき、しかも、D/Aコンバータの所要ビット数の削減が可能となる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理説明図である。

10 【図2】本発明の第1実施例構成図である。

【図3】減衰度決定部の構成図である。

【図4】減衰度決定説明図である。

【図5】チップ整形フィルタの特性説明図である。

【図6】本発明の第2実施例の構成図である。

【図7】ゲイン関数説明図である。

【図8】関数発生器の構成図である。

【図9】本発明の第3実施例の構成図である。

【図10】符号発生部の構成図である。

【図11】符号発生の説明図である。

20 【図12】50ユーザ多重信号のエンベロープの確率密度関数説明図である。

【図13】本発明によるピークファクタの抑圧効果説明図である。

【図14】3ユーザ多重時の出力電力スペクトラム特性図である。

【図15】3ユーザ多重時の隣接チャネル漏洩電力特性図である。

【図16】クリップレベル対隣接チャネル漏洩電力特性図である。

30 【図17】クリップレベル対変調精度特性図である。

【図18】変調精度説明図である。

【図19】クリップレベル対ビット誤り率特性図である。

【図20】送信機の原理説明図である。

【図21】送信データとPN系列の時間波形説明図である。

【図22】拡散変調信号のスペクトラム分布説明図である。

【図23】拡散率説明図である。

40 【図24】受信機の原理構成図である。

【図25】逆拡散の説明図である。

【図26】CDMAの原理説明図である。

【図27】従来のCDMA送信機の構成図である。

【図28】アンプのAM-AM特性図である。

【図29】アンプのAM-PM特性図である。

#### 【符号の説明】

51・・・符号多重信号生成部

52・・・信号ピーク抑圧部

53・・・フィルタ

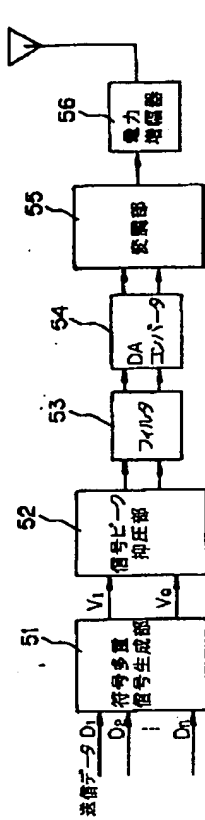
50 54・・・D/Aコンバータ

55・・狭帯域変調部 (QPSK直交変調器)

\* \* 56・・電力増幅器

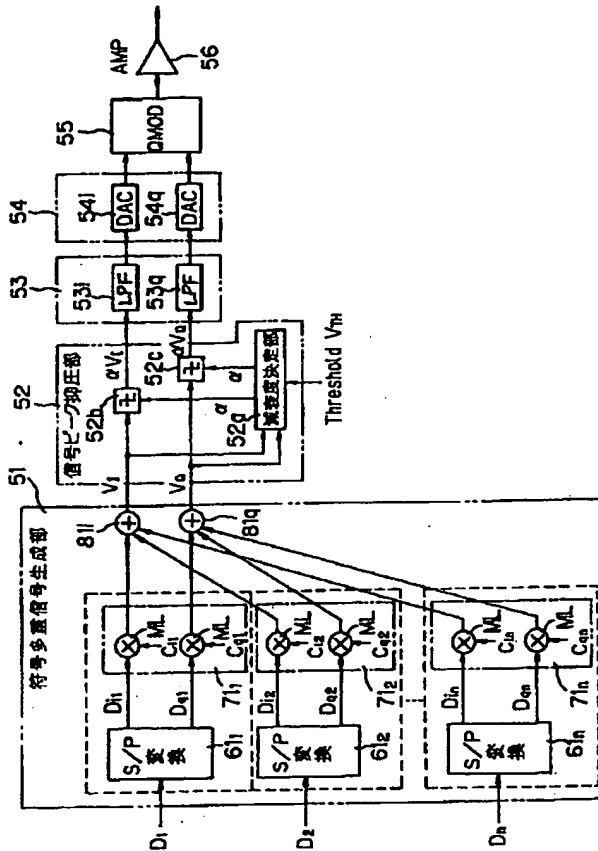
【図1】

本発明の原理説明図



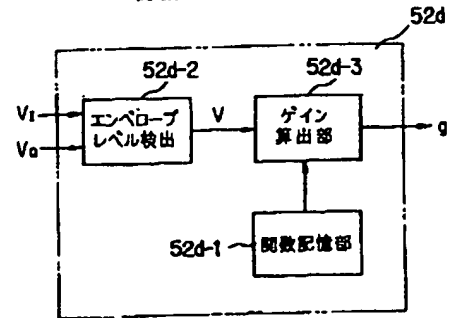
【図2】

本発明の第1実施例構成



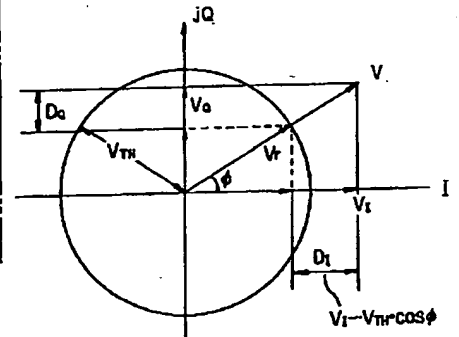
【図8】

関数発生器の構成



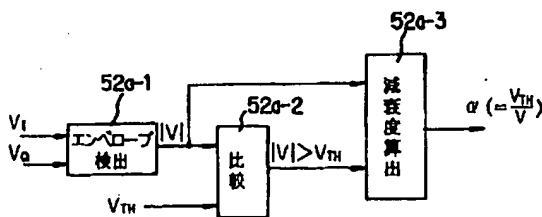
【図11】

符号発生の説明図



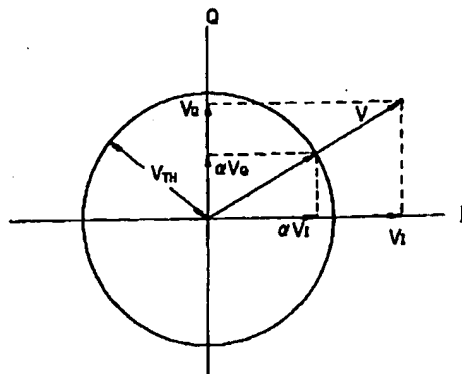
【図3】

減衰度決定部の構成



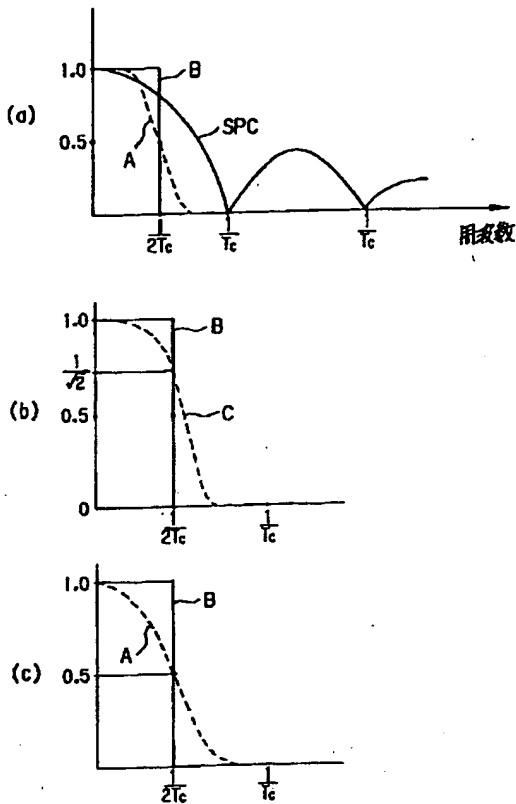
【図4】

減衰度決定説明図



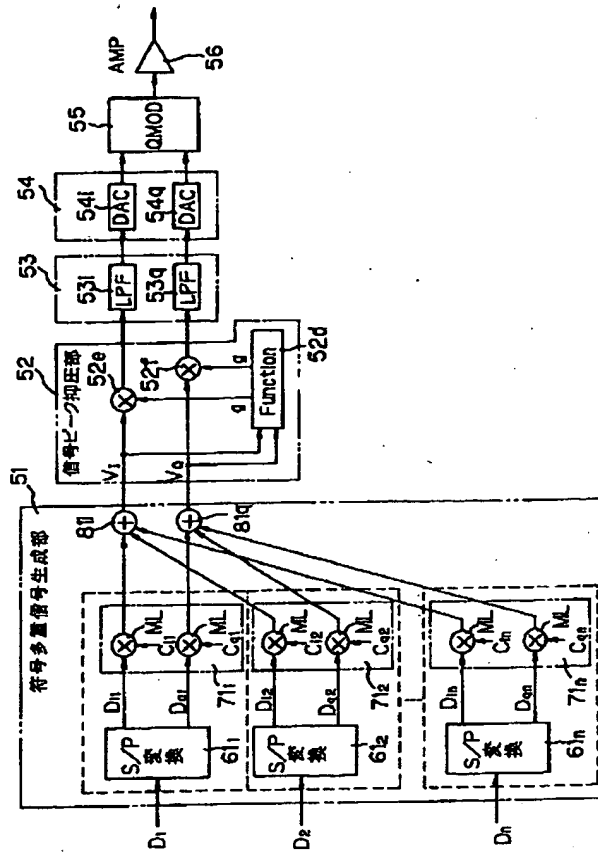
【図5】

チップ整形フィルタの特性説明図



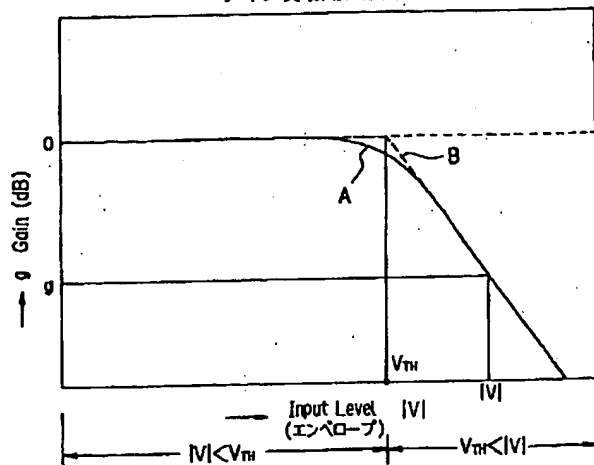
【図6】

本発明の第2実施例の構成図



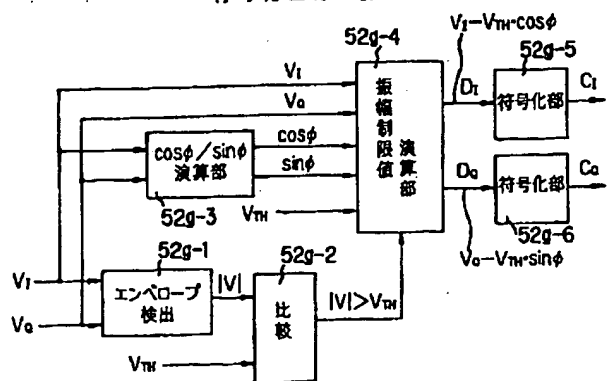
【図7】

ゲイン関数説明図



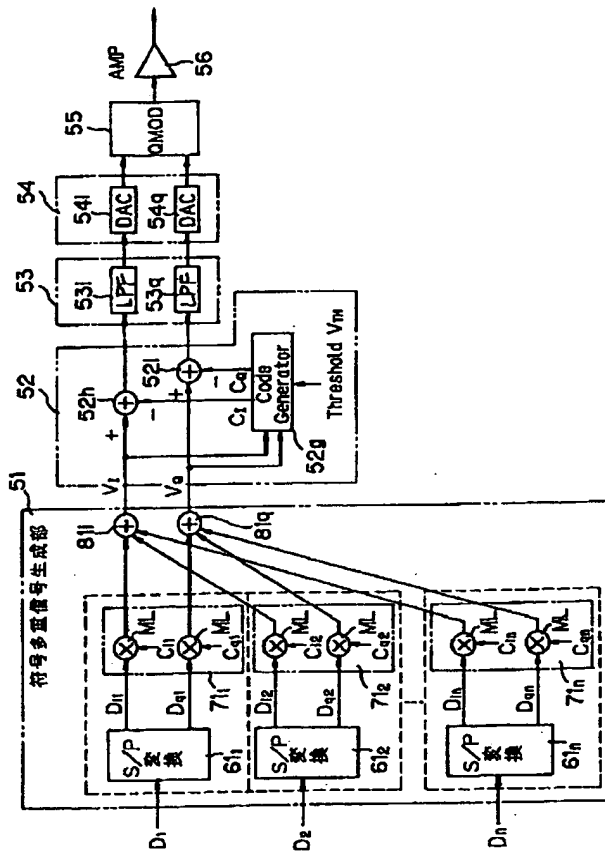
【図10】

符号発生部の構成



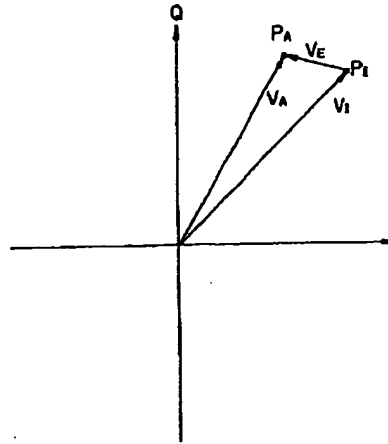
【図9】

本発明の第3実施例の構成図



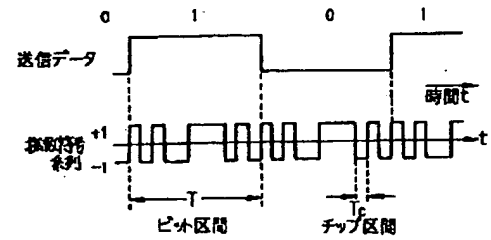
【図18】

変調精度説明図



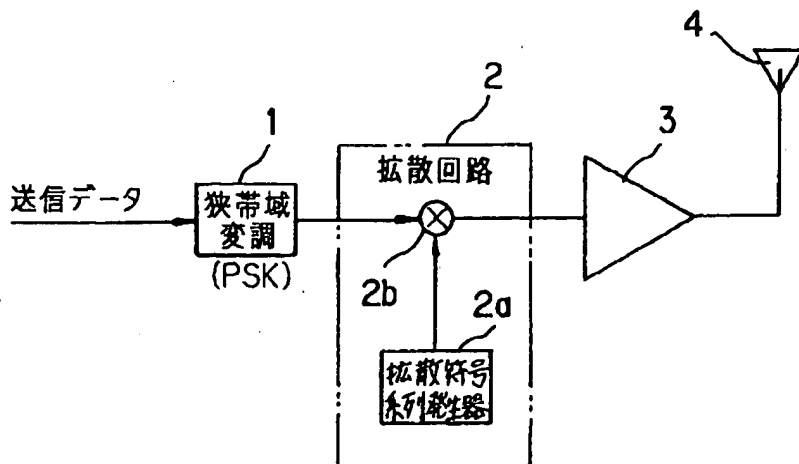
【図21】

送信データとPN系列の時間波形説明図



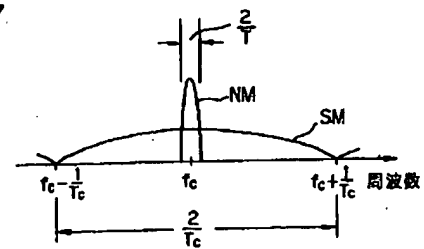
【図20】

送信機の原理構成



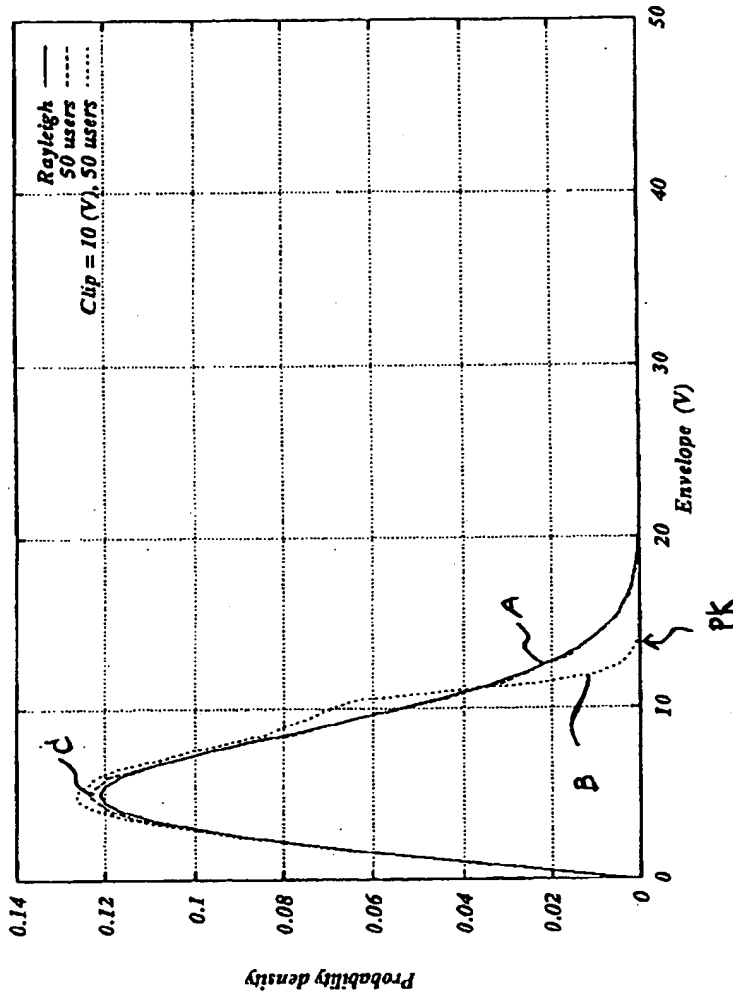
【図23】

拡散率説明図



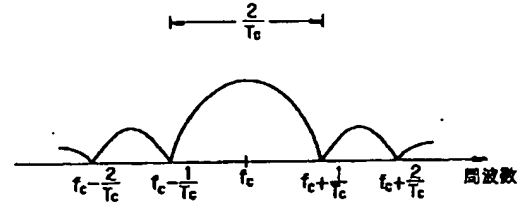
【図12】

50 ユーザ多重信号のエンベロープの確率密度関数



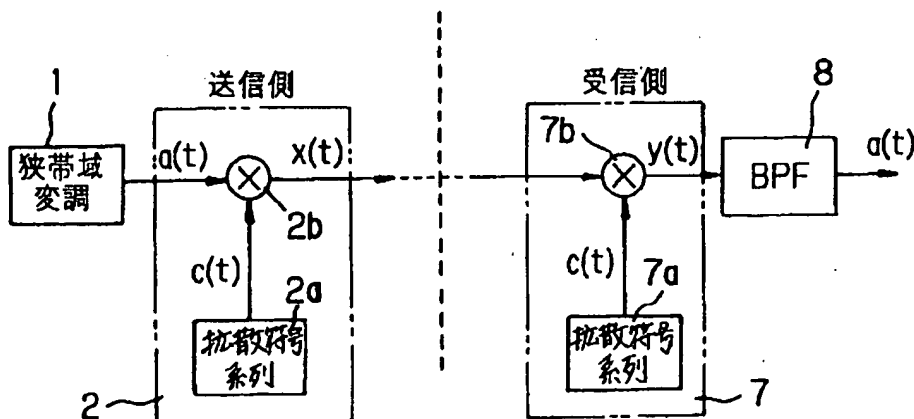
【図22】

拡散変調信号のスペクトラム分布



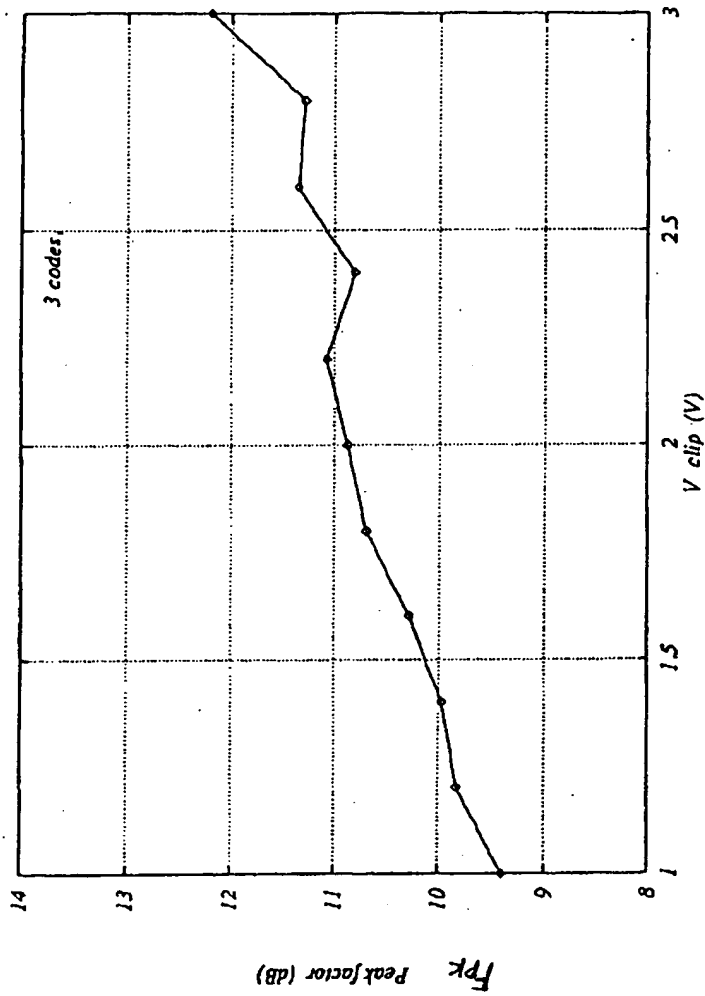
【図25】

逆拡散の説明図



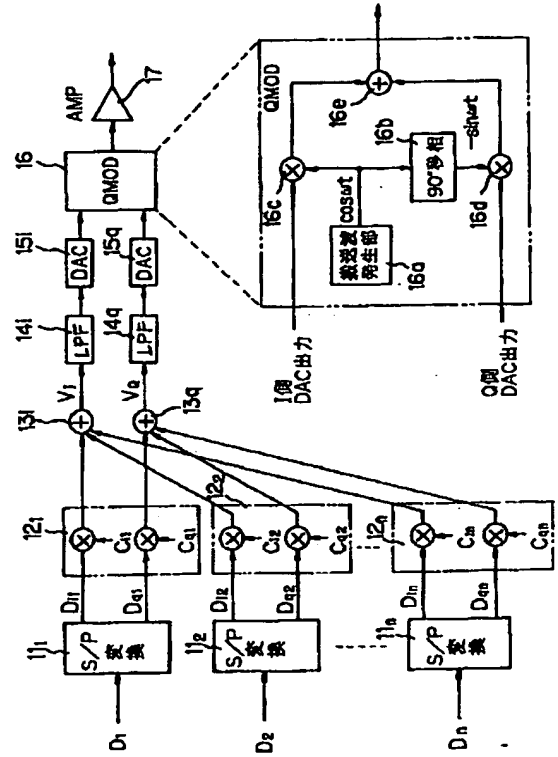
【図13】

本発明によるピークファクタの抑圧効果



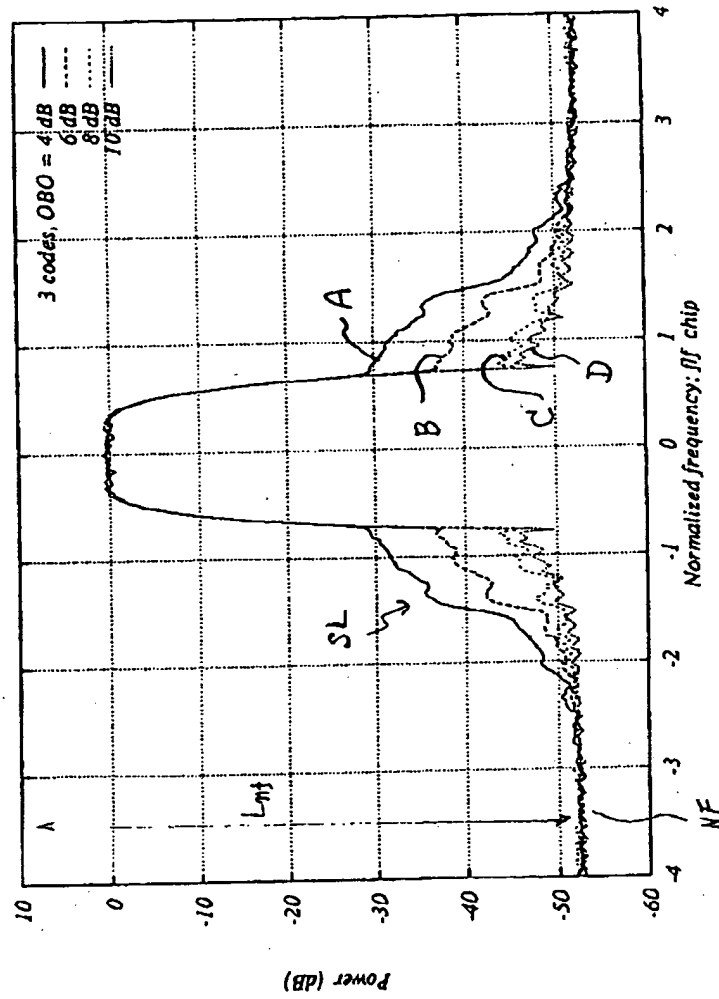
【図27】

従来のCDMA送信機の構成



【図14】

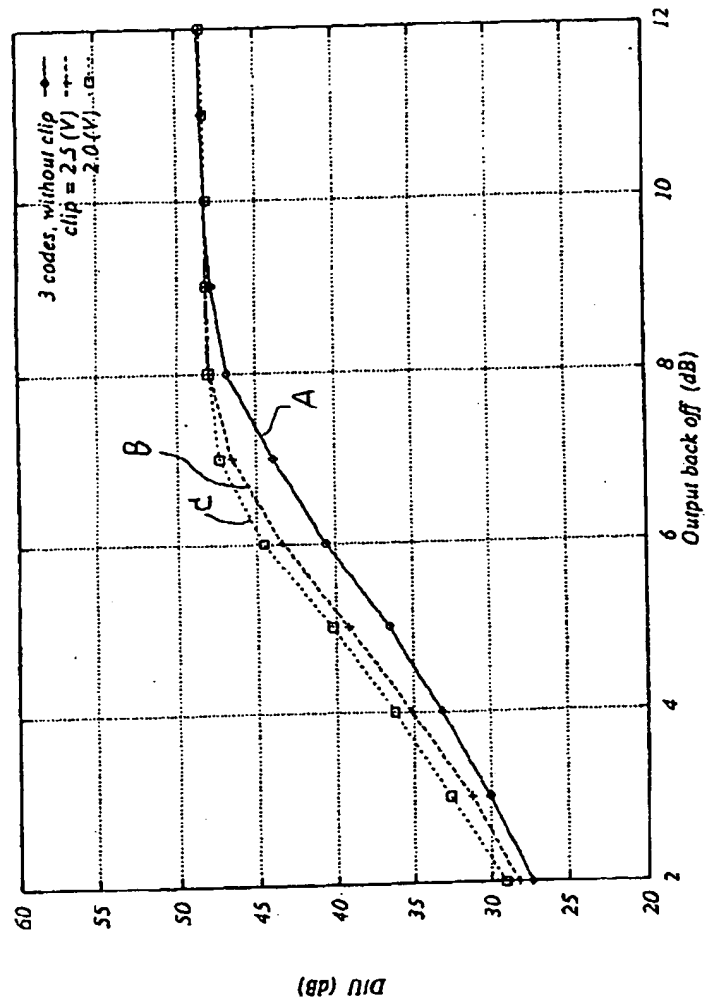
ユーザ多重時の出力電力スペクトラム特性





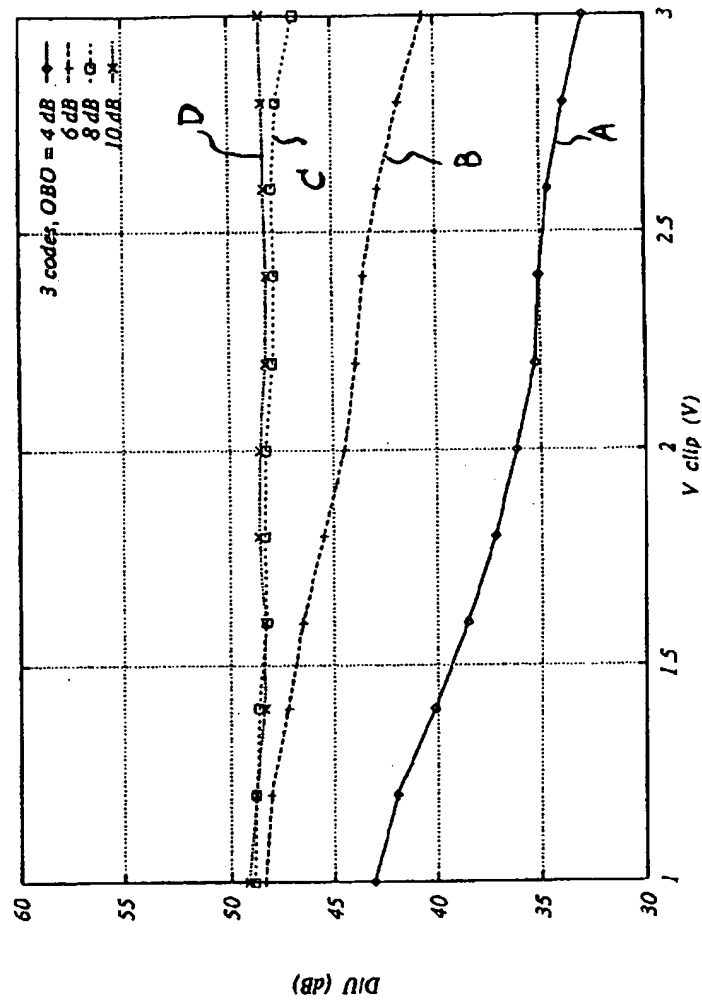
【図15】

## 3ユーザ多重時の隣接チャネル漏洩電力特性



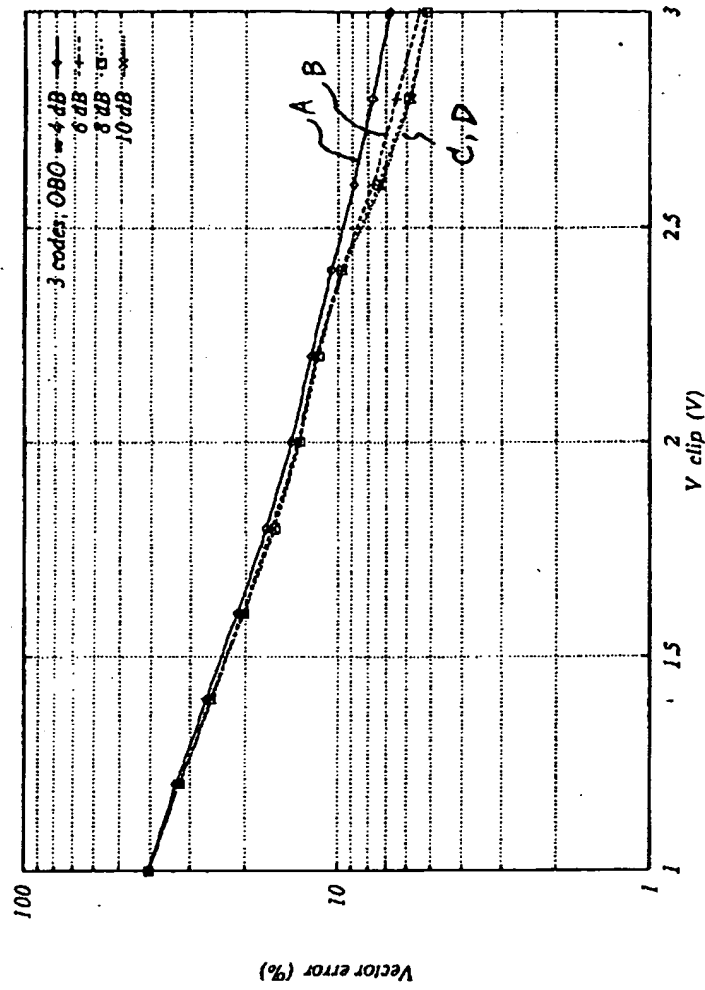
【図16】

クリップレベル vs. 隣接チャネル漏洩電力特性



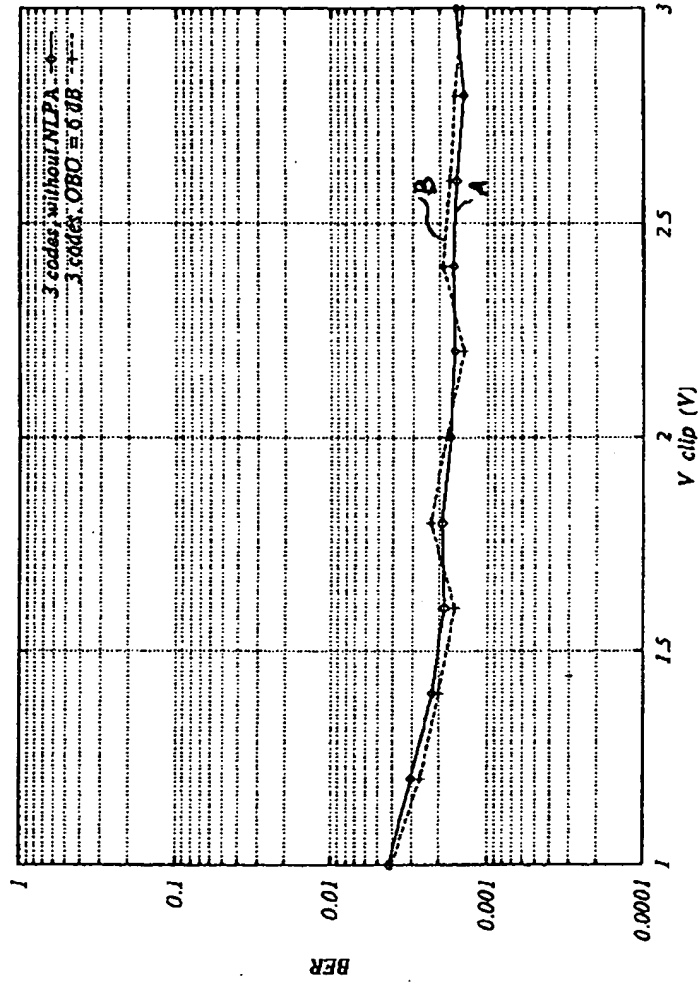
【図17】

クリップレベル vs. 変調精度特性



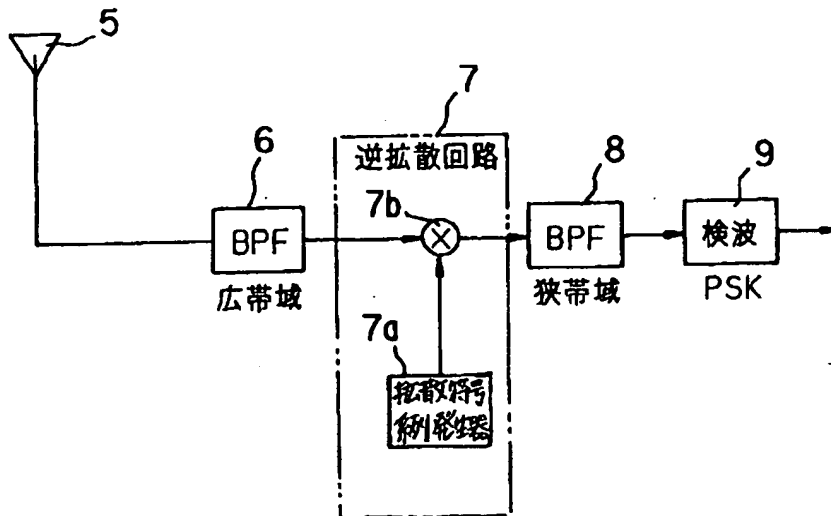
【図19】

クリップレベル vs. ビット誤り率特性 ( $E_b/N_0 = 6.8$  dB, 静特性)



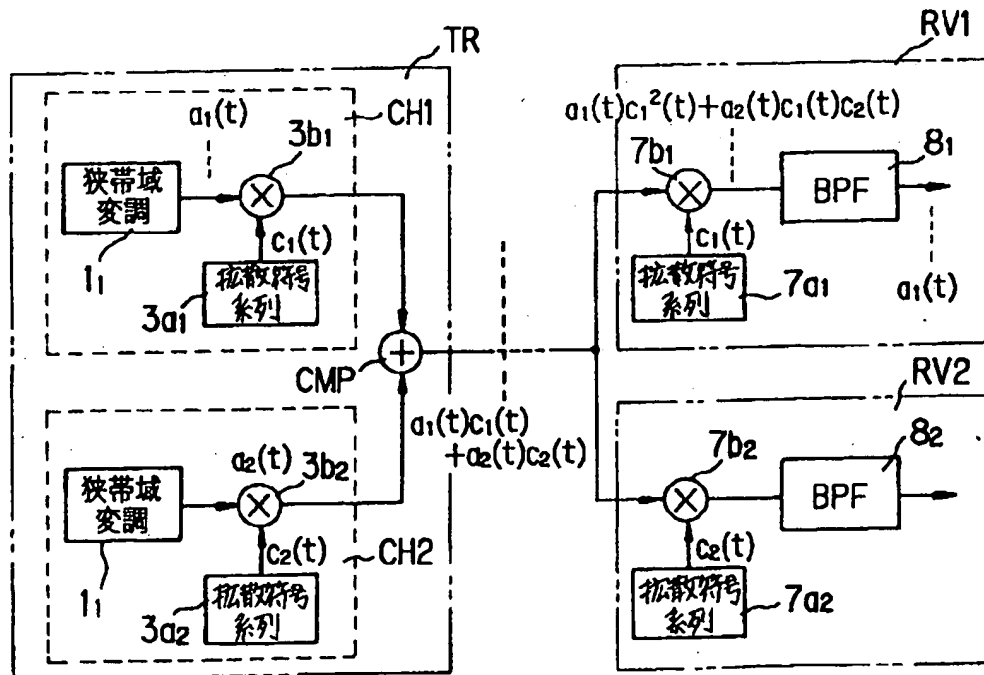
【図24】

## 受信機の原理構成



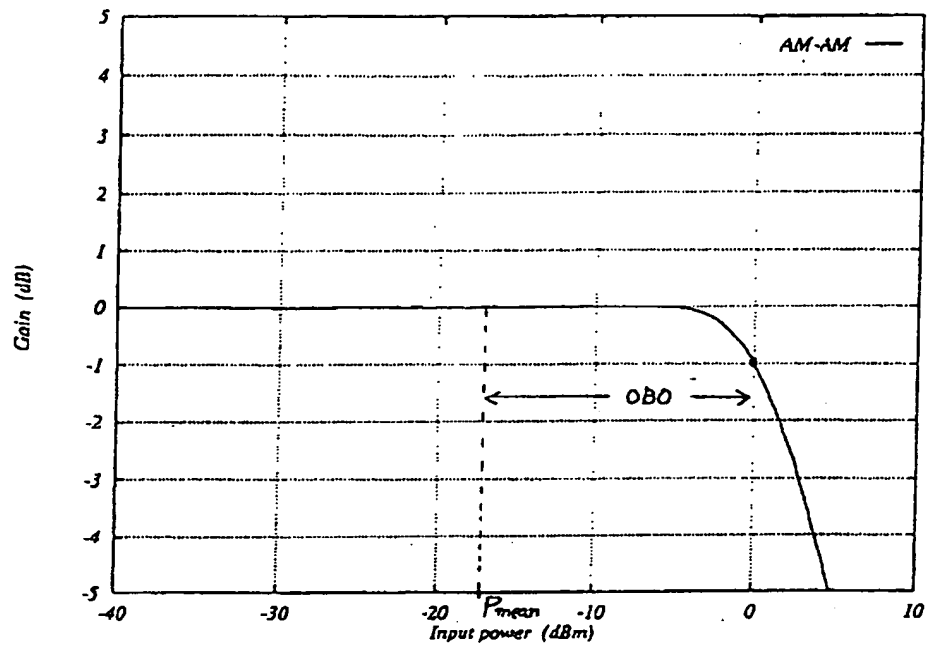
【図26】

## CDMAの原理説明図



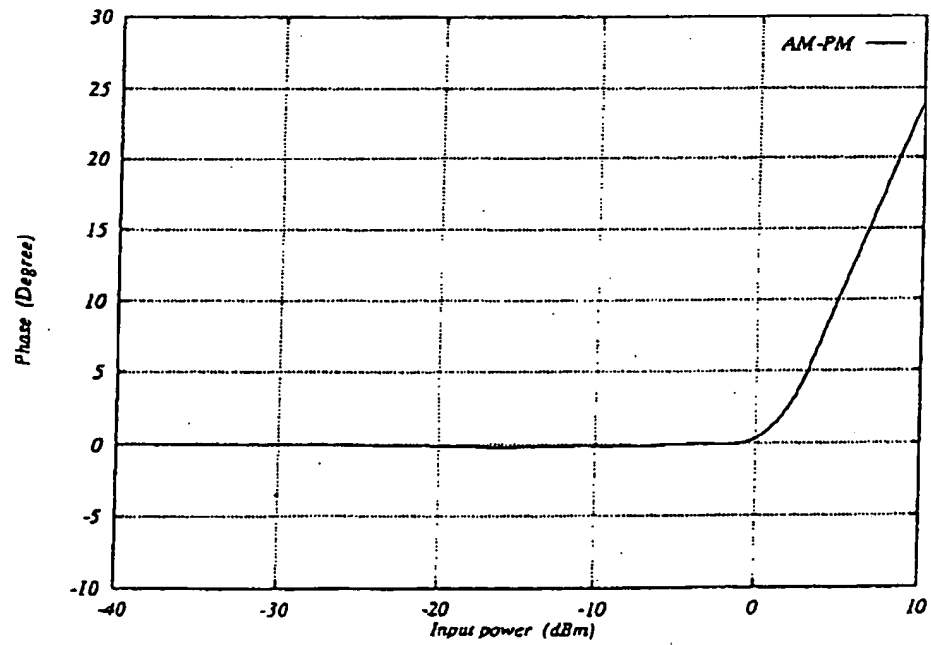
【図28】

## アンプのAM-AM特性



【図29】

## アンプのAM-PM特性



フロントページの続き

(72)発明者 福政 英伸  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 浜田 一  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内  
(72)発明者 浅野 賢彦  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**